

VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

2020

Daniel Čimbora

VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

Inovace laboratorních úloh z předmětu Elektronika
Innovation of Laboratory Tasks from Electronics

2020

Daniel Čimbora

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

Zadání bakalářské práce

Student:

Daniel Čimbora

Studijní program:

B0714A060012 Aplikovaná elektronika

Téma:

Inovace laboratorních úloh z předmětu Elektronika
Innovation of Laboratory Tasks from Electronics

Jazyk vypracování:

čeština

Zásady pro vypracování:

1. Rozeberte možnosti použití modulu operačního zesilovače systému RC 2000 pro střídavé aplikace.
2. Specifikujte omezení tohoto modulu a proveďte ověření jeho dynamických vlastností.
3. Na základě pokynů vedoucího bakalářské práce proveďte návrh řešení laboratorních úloh a vypracujte k nim návody a vzorové protokoly.

Seznam doporučené odborné literatury:

<https://www.rcdidactic.com/>

Formální náležitosti a rozsah bakalářské práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí bakalářské práce: **Ing. Václav Sládeček, Ph.D.**

Datum zadání: 01.09.2019

Datum odevzdání: 30.04.2020

doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.
vedoucí katedry




prof. Ing. Pavel Brandštetter, CSc.
děkan fakulty

Prohlášení studenta

Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

V Ostravě dne: 15. května 2020


.....
podpis studenta

Poděkování

Srdečně děkuji Ing. Václavu Sládečkovi, Ph.D. za odbornou pomoc a konzultace při psaní této bakalářské práce.

Abstrakt

Tato bakalářská práce se zabývá problematikou modulu operačního zesilovače systému RC 2000. V první části popisuje vlastnosti modulu a operačního zesilovače OPA132, který se nachází uvnitř modulu. Jsou zde uvedeny jednoduché zapojení s operačním zesilovačem OPA132, které se dají na modulu realizovat. Dále jsou změřeny a následně ověřeny jeho dynamické vlastnosti a omezení. V druhé části jsem se zabýval návrhem řešení laboratorních úloh. Z jednoduchých zapojení jsem si vybral pár, které jsem poté změřil. Hlavním cílem této práce je vytvoření návodů a vypracování vzorových protokolů pro budoucí měření studentů na univerzitě.

Klíčová slova

Operační zesilovač; modul; zesílení; mezní frekvence; dolní frekvence;

Abstract

This bachelor thesis deals with the RC 2000 system operational amplifier module. The first part describes the characteristics of the module and OPA132 operational amplifier, which is located inside the module. The basic circuits with OPA132 operational amplifier, which can be realized on the module, are presented. Furthermore, its dynamic properties and limitations are measured and subsequently verified. In the second part i dealt with the design of laboratory solutions. I chose a few of the basic circuits, which i then measured. The main goal of this work is to create guidelines and elaborate sample protocols for future measurements of students at the university.

Key words

Operational amplifier; module; gain; cutoff frequency; lower frequency;

Seznam použitých symbolů

Symbol	Jednotky	Význam symbolu
U	V	napětí
R	Ω	odpor
I	A	proud
C	F	kapacita
f	Hz	frekvence
T	s	perioda

Seznam použitých zkratek

Zkratka	Význam
OZ	operační zesilovač
AKO	astabilní klopný obvod

Seznam obrázků

Obr. č. 1.1 Modul operačního zesilovače systému RC 2000	12
Obr. č. 2.1 Operační zesilovač s vyznačenými napětími	13
Obr. č. 2.2 Převodní charakteristika operačního zesilovače	14
Obr. č. 2.3 Schéma zapojení OZ pro měření rychlosti přeběhu.....	15
Obr. č. 2.4 Průběh rychlosti přeběhu	15
Obr. č. 2.5 Schéma zapojení OZ ukazující vliv U_{IO}	16
Obr. č. 2.6 Frekvenční charakteristika zesílení s otevřenou smyčkou zpětné vazby	18
Obr. č. 2.7 Porovnání frekvenční charakteristiky zesílení A bez a se zpětnou vazbou	18
Obr. č. 2.8 Fázový posuv OZ v závislosti na frekvenci.....	19
Obr. č. 2.9 Zapojení astabilního klopného obvodu s OZ	21
Obr. č. 2.10 Průběhy výstupního napětí AKO s OZ	21
Obr. č. 2.11 Wienův oscilátor s OZ	22
Obr. č. 2.12 Wienův oscilátor s automatickým řízením zesílení	24
Obr. č. 2.13 Aktivní pásmová propust	25
Obr. č. 2.14 Frekvenční charakteristika zesílení aktivní pásmové propusti	26
Obr. č. 2.15 Frekvenční fázová charakteristika aktivní pásmové propusti	26
Obr. č. 3.1 Simulační schéma zapojení OZ pro měření rychlosti přeběhu S	27
Obr. č. 3.2 Odezva výstupního napětí OZ na vstupní napětíový skok	28
Obr. č. 3.3 Simulační schéma astabilního klopného obvodu s OZ	29
Obr. č. 3.4 Průběh výstupního napětí OZ	30
Obr. č. 3.5 Simulační schéma Wienova oscilátoru	31
Obr. č. 3.6 Průběh výstupního napětí Wienova oscilátoru	32
Obr. č. 3.7 Simulační schéma aktivní pásmové propusti	33
Obr. č. 3.8 Frekvenční charakteristika napětíového zesílení A_u	34
Obr. č. 3.9 Frekvenční charakteristika napětíového zesílení A_u v decibelech.....	34
Obr. č. 3.10 Fázová frekvenční charakteristika aktivní pásmové propusti	36

Seznam tabulek

Tab č. 2.1 Vlastnosti operačního zesilovače OPA 132	20
Tab č. 3.1 Hodnoty napětí a časů rostoucích a sestupných hran.....	28
Tab č. 3.2 Hodnoty saturačních napětí a doby kyvu.....	30
Tab č. 3.3 Hodnoty napěťových zesílení při kritické frekvenci f_k	33
Tab č. 3.4 Hodnoty mezních frekvencí.....	35
Tab č. 3.5 Hodnoty nasimulovaných a vypočtených fázových posuvů pro dané frekvence	36

Obsah

Úvod	11
1. Modul operačního zesilovače.....	12
2. Operační zesilovač	13
2.1 Vlastnosti operačního zesilovače.....	13
2.1.1 Rychlost přeběhu S	14
2.1.2 Vstupní proud.....	16
2.1.3 Vstupní napěťová nesymetrie.....	16
2.1.4 Kmitočtové vlastnosti.....	17
2.2 Omezení operačního zesilovače	19
2.3 Zapojení s OZ	21
2.3.1 Astabilní klopný obvod	21
2.3.2 Wienův oscilátor	22
2.3.3 Aktivní pásmová propust	24
3. Simulace obvodů pomocí programu OrCAD.....	27
3.1 Simulace rychlosti přeběhu S	27
3.2 Simulace astabilního klopného obvodu	29
3.3 Simulace Wienova oscilátoru	31
3.4 Simulace aktivní pásmové propusti	33
Závěr.....	37
Použitá literatura.....	38
Seznam příloh	39

Úvod

Tématem bakalářské práce je inovace laboratorních úloh. Tato bakalářská práce se v první části zabývá operačním zesilovačem a jeho základními vlastnostmi, které se snaží jednoduše a okrajově vysvětlit čtenářům a seznámit je s problematikou operačního zesilovače ve střídavých aplikacích.

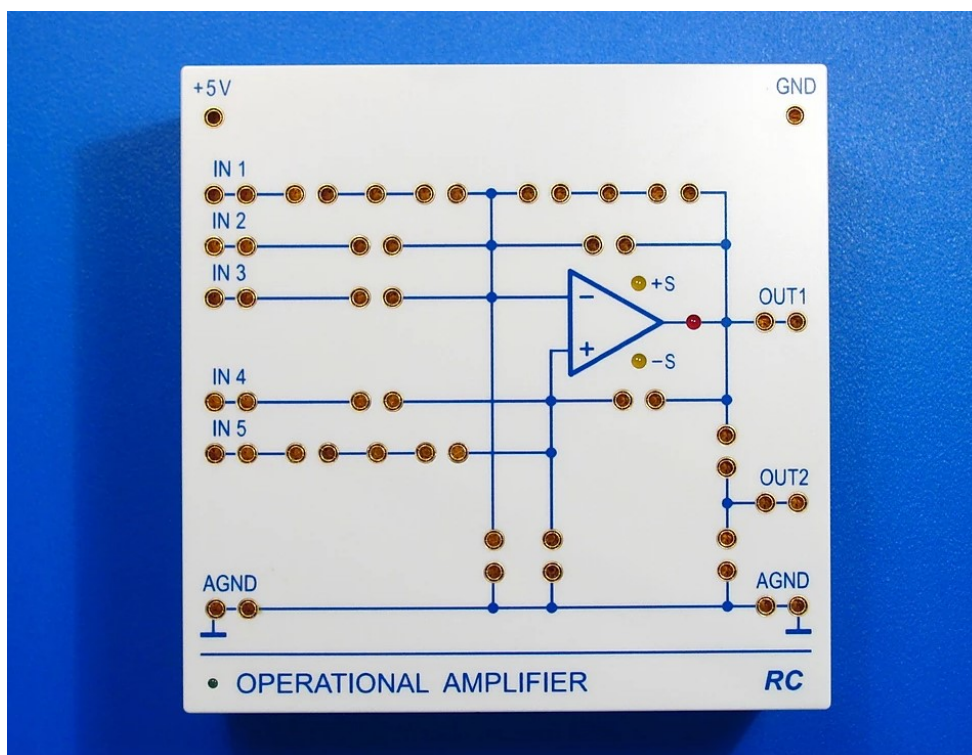
V druhé části jsou znázorněny základní zapojení střídavých aplikací pro operační zesilovač OPA132 a jejich charakteristiky pro ověření během simulace. Obsahuje také vzorce pro výpočet parametrů a snadný návrh daných zapojení.

Třetí část se zabývá simulací všech předchozích základních zapojení v programu OrCAD a jejich návrhem. Před simulací jsem musel vypočítat všechny potřebné hodnoty parametrů. Následně jsem provedl návrh zapojení, které jsem zapojil a nasimuloval v simulačním programu OrCAD. Výsledné charakteristiky a výpočty jsem poté porovnal s teorií.

Poslední část tvoří vzorové protokoly, které jsem vypracoval pro budoucí laboratorní měření. Byly vytvořeny pomocí předchozích výsledků nasimulovaných ve třetí části bakalářské práce. Protokoly obsahují podrobné návody ve formě postupu měření pro snadné vypracování a měření obvodů.

1. Modul operačního zesilovače

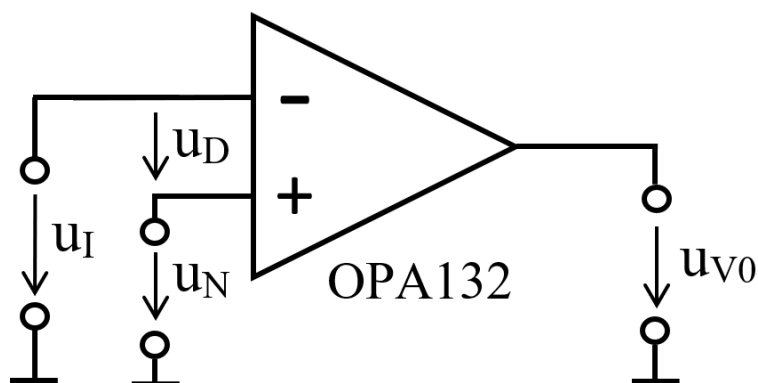
Modul operačního zesilovače je systém určený pro výuku. Jeho rozložení spojů umožňuje snadnou a přehlednou realizaci základních zapojení operačního zesilovače. Díky vstupům, které jsou tvořeny pomocí technologie FET, má velmi malý vstupní proud a je řízen převážně napětím. Jeho další parametry, jako jsou nízký vstupní napěťový offset, činitel potlačení souhlasného rušení a zesílení otevřené smyčky 130 dB, z něj činí velmi účinný modul operačního zesilovače určený pro přesné měření ve výuce. Vzhledem k tomu, že se vlastnosti modulu odvíjí od vlastností OZ, který je uvnitř, se budeme nadále zabývat pouze OZ samotným.



Obr. č. 1.1 Modul operačního zesilovače systému RC 2000

2. Operační zesilovač

Hlavní součástí, kterou modul obsahuje, je operační zesilovač OPA132. Je to zesilovač s velkým zesílením a malým vlastním rušením, schopný stabilně pracovat v uzavřené zpětnovazební smyčce. Obvykle má souměrný diferenciální vstup, jehož dvě signálové svorky se nazývají neinvertující (+) a invertující (-) vstup a jednu výstupní svorku. Napětí přivedené na neinvertující vstup u_N vyvolá na výstupu napětí stejné polarity, napětí přivedené na invertující vstup u_I vyvolá na výstupu napětí opačné polarity. Zesilovač s diferenciálním vstupem zesiluje rozdílové vstupní napětí u_D přivedené mezi jeho vstupy. Jeho napájecí napětí U_{CC} bývá obvykle ± 15 V.



Obr. č. 2.1 Operační zesilovač s vyznačenými napětími

OZ je určen především pro provoz v uzavřené zpětnovazební smyčce, a proto je důležitou součástí jeho zapojení obvod zpětné vazby. Ten může být sestaven z aktivních i pasivních součástek a jeho struktura určuje funkci, kterou OZ v daném zapojení vykonává.

OZ se uplatní zejména v oblastech analogové výpočetní techniky, měřicí techniky, automatizační techniky, elektroniky, chemické instrumentace a lékařské elektroniky [2].

2.1 Vlastnosti operačního zesilovače

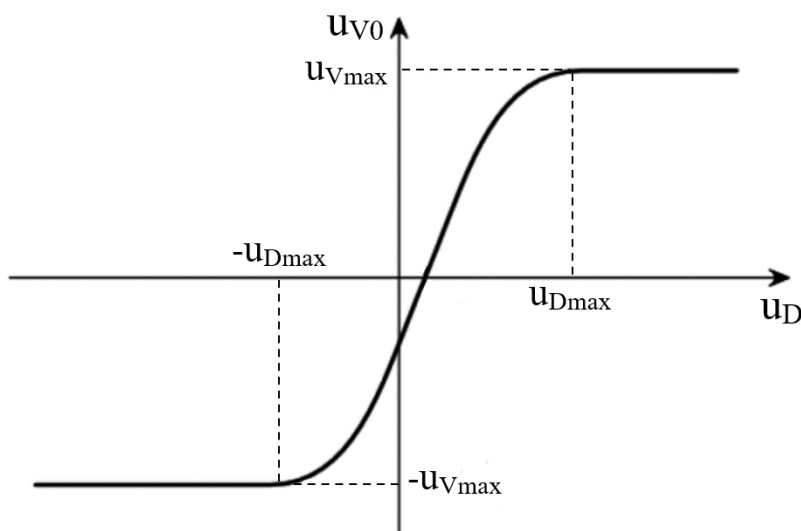
Operační zesilovač s dokonale vyváženým rozdílovým vstupem zesiluje pouze vstupní rozdílové napětí u_D , které je dáno vztahem:

$$u_D = u_N - u_I \quad (2.1)$$

bez ohledu na absolutní velikost napětí neinvertujícího vstupu u_N a invertujícího vstupu u_I přivedených na jeho vstupní svorky. Závislost mezi vstupním rozdílovým napětím u_D a výstupním napětím naprázdno u_{V0} vyjadřuje převodní charakteristika na Obr. č. 2.2. Z ní lze odvodit rozdílové zesílení zesilovače naprázdno A_0 , které je dáno vztahem:

$$A_0 = \frac{u_{V0}}{u_D} \quad (2.2)$$

Ideální OZ má zesílení $A = \infty$. Překročí-li vstupní rozdílové napětí hodnotu $\pm u_{Dmax}$, výstupní napětí OZ dosáhne hodnoty maximálního výstupního napětí $\pm u_{Vmax}$, které je o něco málo nižší než saturační napětí OZ, a při dalším zvyšování vstupního napětí se již nemění. Hodnota $\pm u_{Vmax}$ udává, jaké nejvyšší napětí lze na výstupu nezátíženého OZ získat.

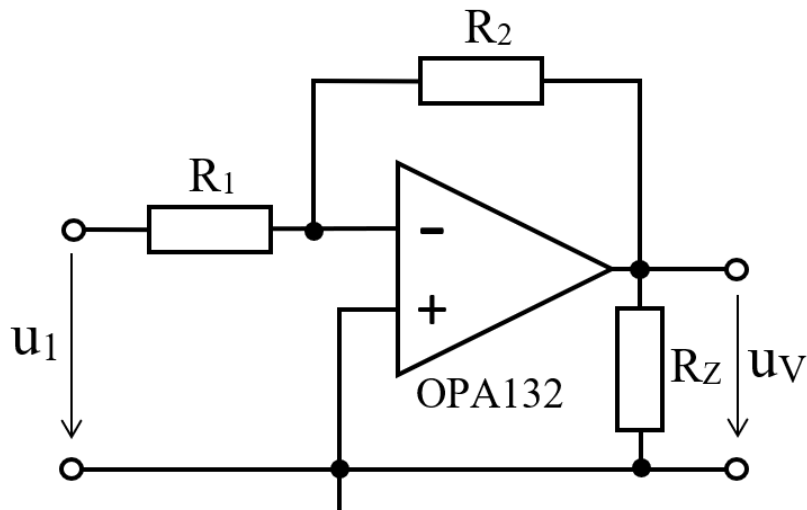


Obr. č. 2.2 Převodní charakteristika operačního zesilovače

Důležitou vlastností OZ je vstupní offset, pod kterým rozumíme všechny nežádoucí signály generované v zesilovači a projevující se ekvivalentně na jeho vstupu, které nelze žádnými prostředky trvale kompenzovat. Je způsoben nedokonalým vyvážením obou částí vstupního rozdílového obvodu OZ a projevuje se vznikem výstupního napětí i v případě, že napětí na vstupu je nulové. Proto převodní charakteristika na Obr. č. 2.2 neprochází počátkem [2].

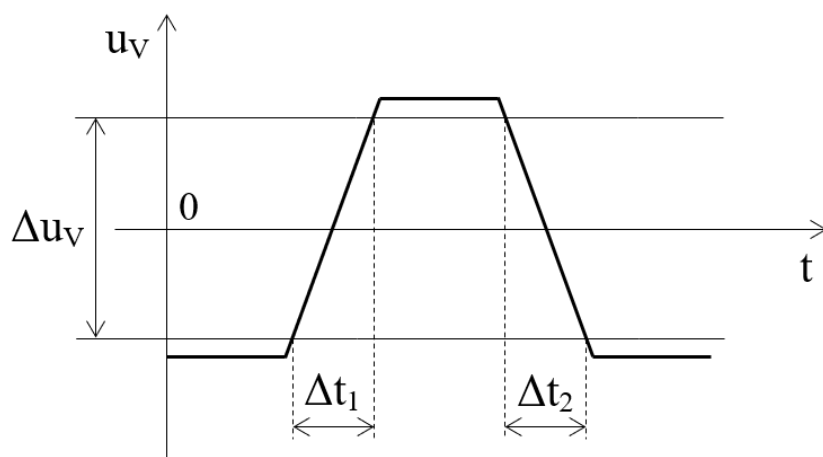
2.1.1 Rychlost přeběhu S

Pro zpracování velkých signálů je důležitou veličinou OZ rychlost přeběhu S a je potřeba, aby byla co nejvyšší. Je to rychlost reakce výstupu na změnu vstupu, a tudíž udává, s jakou maximální rychlostí se dokáže měnit výstupní napětí OZ, pokud je na jeho vstup přiveden napěťový skok. Běžné operační zesilovače mohou mít rychlost přeběhu 0,5 V až 10 V na μs , speciální až tisíce V na μs . Pro měření rychlosti přeběhu použijeme zapojení invertujícího zesilovače na Obr. č. 2.3.



Obr. č. 2.3 Schéma zapojení OZ pro měření rychlosti přeběhu

V tomto případě je OZ buzen pravoúhlým signálem u_1 s velkou strmostí náběžné a doběžné hrany v rozsahu jmenovitého výstupního napětí $\pm u_{V\max}$. Amplituda budícího signálu je zvolena tak, že je zesilovač v obou polaritách stále mírně přebuzen. Tím se zaoblené části odezvy zesilovače posunou mimo rozsah jmenovitého výstupu zesilovače a měření je přesnější. Měřený průběh by měl vypadat jako na Obr. č. 2.4 [2].



Obr. č. 2.4 Průběh rychlosti přeběhu

Z průběhu vyhodnotíme strmost stoupající části odezvy S_+ a strmost klesající části odezvy S_- , které pak následně vypočítáme pomocí vztahů:

$$S_+ = \frac{\Delta u_V}{\Delta t_1} \quad (2.3)$$

$$S_- = \frac{\Delta u_V}{\Delta t_2} \quad (2.4)$$

Hodnoty S_+ a S_- bývají rozdílné a kvalita zesilovače se posuzuje vždy podle nižší hodnoty [2].

2.1.2 Vstupní proud

U reálného OZ nabývá vstupní odpor konečné hodnoty (není nekonečný) a do vstupů OZ proto teče proud. Výrobci OZ proto definují vstupní klidový proud I_{IB} (Input Bias Current) jako aritmetický průměr stejnosměrných proudů tekoucí do obou vstupů při nulovém vstupním signálu:

$$I_{IB} = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} \quad (2.5)$$

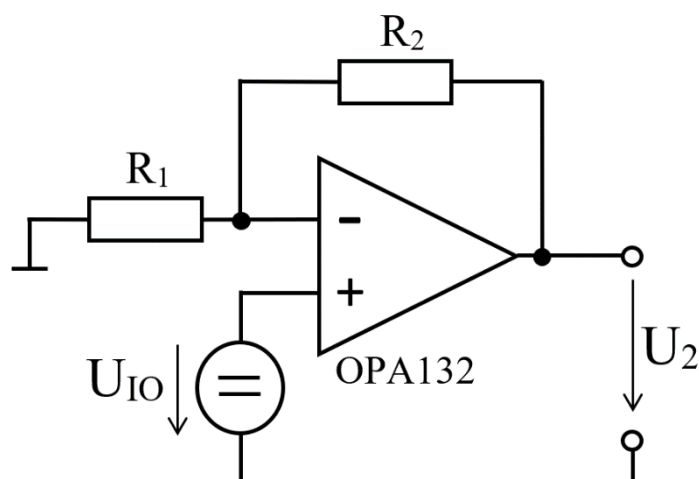
Příčinou existence vstupního proudu je proud tekoucí do báze vstupních tranzistorů, které se nachází na vstupech OZ. Obecně platí, že OZ s bipolárními tranzistory na vstupech vykazují zhruba 1000x větší hodnotu vstupního proudu než OZ s JFETy. V našem případě má OZ OPA132 na vstupech JFET tranzistory a hodnota vstupního klidového proudu I_{IB} je 50 pA, což lze v měření zanedbat [1].

2.1.3 Vstupní napěťová nesymetrie

U reálného OZ existuje vstupní napěťová nesymetrie U_{IO} (Input Offset Voltage), což je vstupní rozdílové napětí u_D , které zajistí nulové výstupní napětí. Představujeme si jej tak, jako bychom měli na vstupu ideálního OZ nežádoucí stejnosměrný zdroj napětí o hodnotě v řádu mV.

Příčinou existence U_{IO} je nerovnováha ve vstupním rozdílovém zesilovači, kde tranzistory neteče shodný proud, i když jsou jejich báze na shodném potenciálu. Vzniklé rozdílové napětí je malé, ale protože je více zesilované dalšími koncovými stupni, na výstupu vzniká stejnosměrné napětí, které nám v řadě různých aplikací může vadit.

I v případě reálného OZ je zesílení A_0 dostatečně velké na to, aby se výstup vždy nacházel v jedné ze saturací. Je-li to kladná nebo záporná saturace předem nevíme, protože neznáme polaritu U_{IO} danou rozptylem parametrů ve výrobě [1].



Obr. č. 2.5 Schéma zapojení OZ ukazující vliv U_{IO}

Vliv U_{IO} na výstupní napětí invertujícího zesilovače při nulovém vstupním napětí (nulovém užitečném signálu) ukazuje Obr. č. 2.5.

Výstupní napětí OZ pro zapojení na Obr č. 2.5 je dáno vzorcem:

$$U_2 = U_{IO} \cdot A_{CL} \quad (2.6)$$

kde A_{CL} je zesílení s uzavřenou smyčkou zpětné vazby a u neinvertujícího zapojení OZ se vypočítá podle vztahu:

$$A_{CL} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (2.7)$$

Například pro OZ s $U_{IO} = -1 \text{ mV}$ a $A_{CL} = 100$ dostáváme $U_2 = -100 \text{ mV}$. V této hodnotě pak protíná převodní charakteristika OZ, podle Obr č. 2.2, osu y.

Tato skutečnost může v některých aplikacích způsobit závažnou chybu, a proto ji musíme dokázat eliminovat. Vliv vstupní napěťové nesymetrie lze eliminovat několika způsoby.

Ten nejjednodušší spočívá v použití OZ s malou hodnotou U_{IO} . Je-li to finančně nevhodné, lze použít OZ s vnitřní kompenzací U_{IO} . Způsob kompenzace U_{IO} vnějšími součástkami přitom ukazuje výrobce v katalogu, například pomocí seřízení trimru, při souběžném pozorování hodnoty výstupního napětí [1].

Pro OZ OPA132 s JFET tranzistory na vstupu je U_{IO} méně než $50 \mu\text{V}$, což je velice nízká hodnota. Jiné typy OZ s bipolárními tranzistory mohou mít U_{IO} i o 2 a více řádů vyšší.

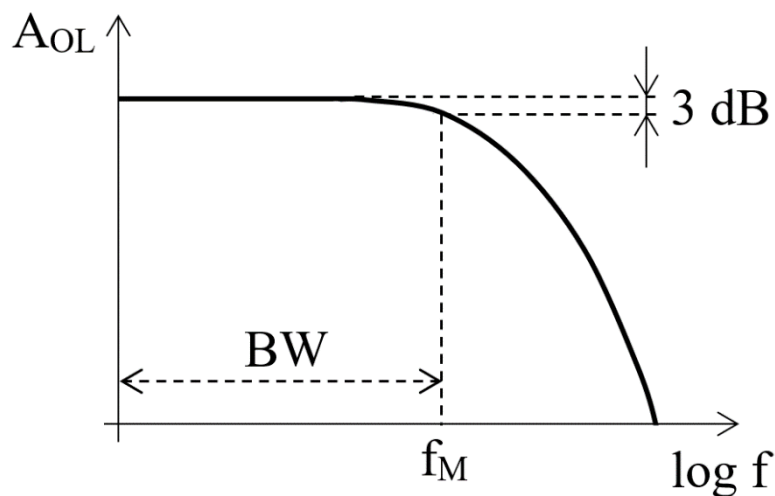
2.1.4 Kmitočtové vlastnosti

Ideální OZ má nekonečně velkou šířku frekvenčního pásma. V takovém případě je napěťové zesílení s otevřenou smyčkou zpětné vazby A_{OL} , tj. zesílení bez zpětné vazby, nekonečné pro libovolnou frekvenci vstupního napětí a vypočítá se pomocí vztahu:

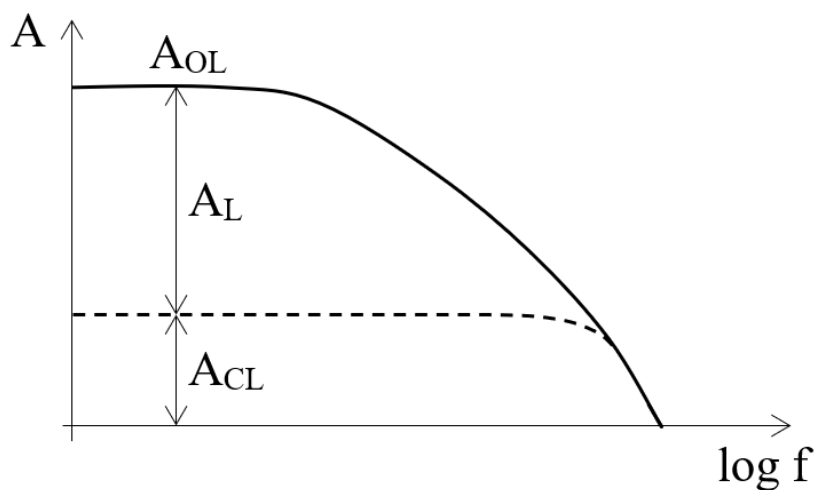
$$A_{OL} = \frac{u_V}{u_D} \quad (2.8)$$

kde u_V je výstupní napětí OZ a u_D je vstupní rozdílové napětí OZ.

U reálného OZ však nabývá A_{OL} konečné hodnoty. Frekvenční charakteristika reálného OZ je znázorněna na Obr č. 2.6. Vidíme, že u reálného OZ nabývá A_{OL} své maximální hodnoty, uváděné v katalogu. Od určité frekvence vstupního napětí pak A_{OL} plynule klesá. V praxi tuto skutečnost charakterizuje mezní kmitočet f_M . Na mezním kmitočtu je napěťový přenos A_{OL} nižší o 3 dB. Šířka frekvenčního pásma BW je definována jako frekvenční rozsah, ve kterém přenos zesilovače neklesne pod maximální hodnotu A_{OL} o více než 3 dB [1].



Obr. č. 2.6 Frekvenční charakteristika zesílení s otevřenou smyčkou zpětné vazby



Obr. č. 2.7 Porovnání frekvenční charakteristiky zesílení A bez a se zpětnou vazbou

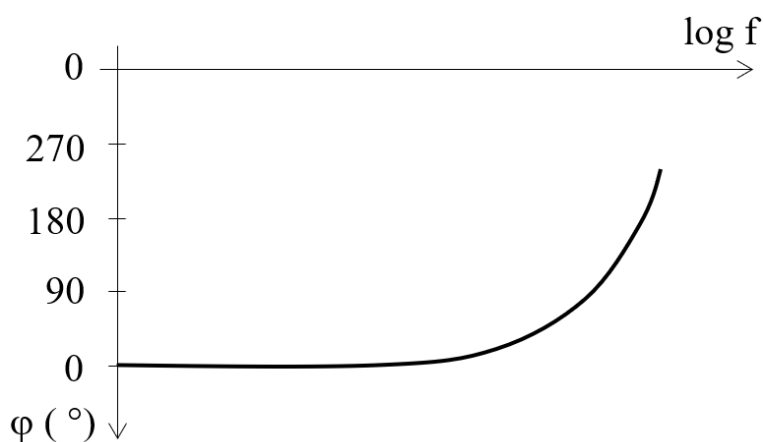
Plná čára na Obr. č. 2.7 ukazuje frekvenční charakteristiku napět'ového zesílení s otevřenou smyčkou vazby A_{OL} . Čárkovaná čára ukazuje frekvenční charakteristiku napět'ového zesílení stejného zesilovače s uzavřenou smyčkou záporné zpětné vazby A_{CL} . Zapojení OZ s uzavřenou smyčkou záporné zpětné vazby můžeme vidět na Obr. č. 2.3, kde je zpětná vazba tvořena rezistorem R_2 [1].

Zavedením záporné zpětné vazby, rezistorem R_2 , docílíme dvou věcí:

1. Záporná zpětná vazba odebrala zesilovači zesílení $A_L = A_{OL} - A_{CL}$. Zesílení A_L je tedy uzavřeno ve smyčce zpětné vazby. Čím nižší je A_{CL} , tím větší část z A_{OL} uzavíráme do smyčky zpětné vazby [1].

2. Na Obr. č. 2.7 můžeme vidět, že mezní kmitočet f_M se zvýšil o několik řádů. Zavedením záporné zpětné vazby tedy došlo k podstatnému zvětšení šířky frekvenčního pásma zesilovače za cenu sníženého zesílení.

Pro práci s frekvenčními charakteristikami je dobré vědět, čím je způsoben pokles napětového zesílení OZ na vyšších frekvencích a jaké jsou jeho důsledky. OZ je tvořen kaskádou zesilovacích stupňů s tranzistory. Každý stupeň má poměrně velký výstupní odpor, který tvoří s paralelní kombinací vstupní a zpětnovazební (Millerovy) kapacity následujícího tranzistoru integrační člen RC. Cesta signálu vede v OZ přes několik takových RC článků a jejich účinek se sčítá. Výsledkem je klesající napětové zesílení s rostoucí frekvencí. Na Obr. č. 2.8 můžeme vidět, že s rostoucí frekvencí významně narůstá také fázový posuv mezi vstupním a výstupním napětím OZ [1].



Obr. č. 2.8 Fázový posuv OZ v závislosti na frekvenci

2.2 Omezení operačního zesilovače

Pro zpracování velkých signálů je důležitou veličinou operačního zesilovače mezní výkonová frekvence f_M , tj. frekvence, při které lze na výstupu zesilovače získat ještě maximální výstupní napětí $\pm U_{Vmax}$. Zpracováváme-li operačním zesilovačem střídavé sinusové napětí o frekvenci f_M , je okamžitá hodnota jeho výstupního napětí rovna:

$$u_V = U_{Vm} \cdot \sin(2 \cdot \pi) \cdot f_M \cdot t \quad (2.9)$$

kde U_{Vm} je amplituda výstupního napětí.

Derivováním sinusového napětí u_V podle času zjistíme rychlost změny výstupního napětí zesilovače. Platí:

$$\frac{du_V}{dt} = 2 \cdot \pi \cdot f_M \cdot U_{Vm} \cdot \cos(2 \cdot \pi) \cdot f_M \cdot t \quad (2.10)$$

Strmost sinusové funkce je největší v bodě, ve kterém prochází nulou. Protože v tomto bodě platí:

$$\sin(2 \cdot \pi) \cdot f_M \cdot t = 0 \quad (2.11)$$

popř.

$$\cos(2 \cdot \pi) \cdot f_M \cdot t = 1 \quad (2.12)$$

Odvodíme vztah:

$$\left(\frac{du_V}{dt}\right)_{max} = S = 2 \cdot \pi \cdot f_M \cdot U_{Vm} \quad (2.13)$$

Z toho pro mezní výkonovou frekvenci platí vztah:

$$f_M = \frac{S}{2 \cdot \pi \cdot U_{Vm}} \quad (2.14)$$

Chceme-li např. na výstupu operačního zesilovače OPA132 s $S = 20 \text{ V}/\mu\text{s}$ odebírat při jmenovitém zatížení sinusové napětí o amplitudě 10 V, lze to pouze do frekvence:

$$f = f_M = \frac{S}{2 \cdot \pi \cdot U_{Vm}} = \frac{20}{2 \cdot \pi \cdot 10} = 318 \text{ kHz} \quad (2.15)$$

Při napětí o amplitudě 5 V pouze do frekvence 637 kHz atd. [2].

Tab č. 2.1 Vlastnosti operačního zesilovače OPA 132

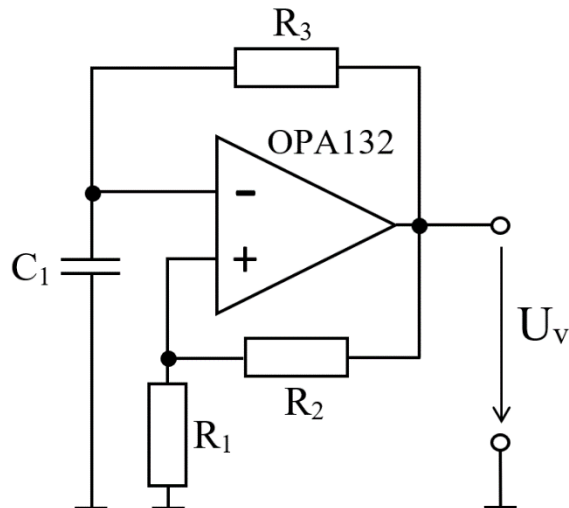
	Hodnota		Přesnost
	min	max	
Výstupní napětí (V)	-11	11	$\pm 5 \%$
Výstupní proud (mA)	-22	22	$\pm 5 \%$
Vstupní napěťový offset (μV)	< 50		-
Vstupní proud (pA)	< 50		-
Zesílení otevřené smyčky (dB)	130		-
Činitel potlačení souhlasného rušení CMRR (dB)	> 100		-
Šířka pásma (MHz)	8		-
Rychlost přeběhu ($\text{V}/\mu\text{s}$)	20		-

Další omezení vycházejí z vlastností OZ, které můžeme najít ve výrobním katalogu (datasheet) OZ. Nejdůležitější vlastnosti OZ OPA132 jsou uvedeny v Tab č. 2.1.

2.3 Zapojení s OZ

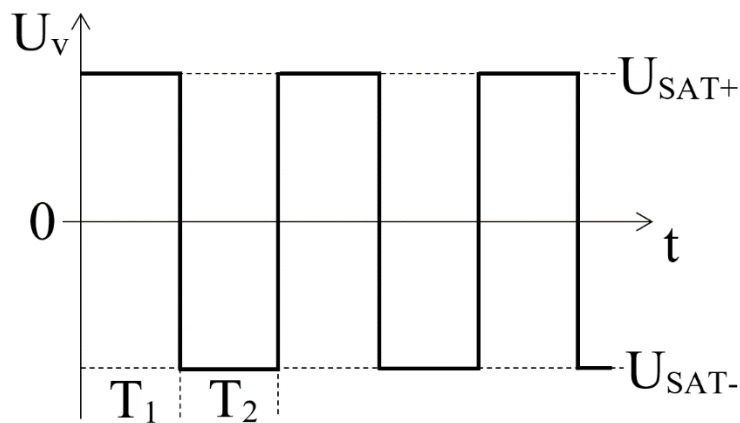
2.3.1 Astabilní klopný obvod

V tomto impulsním obvodu existují dva stavy výstupu, které se samovolně střídají. Kladná zpětná vazba je tvořena děličem výstupního napětí $R_1 - R_2$. Záporná zpětná vazba je tvořena RC článkem $R_3 - C_1$.



Obr. č. 2.9 Zapojení astabilního klopného obvodu s OZ

Zapojení funguje jako komparátor s nulovým referenčním napětím a vstupním napětím, které se mění podle nabíjení a vybíjení kapacitoru C_1 . Průběhy napětí lze vidět na Obr. č. 2.10.



Obr. č. 2.10 Průběhy výstupního napětí AKO s OZ

Po odvození nám pro dobu kyvu vyjde vztah:

$$T = T_1 = T_2 = \tau \cdot \ln\left(\frac{2R_1 + R_2}{R_2}\right) \quad (2.16)$$

kde τ je časová konstanta RC článku tvořeného rezistorem R_3 a kondenzátorem C_1 a vypočítá se jako:

$$\tau = R_3 \cdot C_1 \quad (2.17)$$

Pokud bychom zvolili $R_1 = R_2$, pak bude pro dobu kyvu platit snadno zapamatovatelný vzorec:

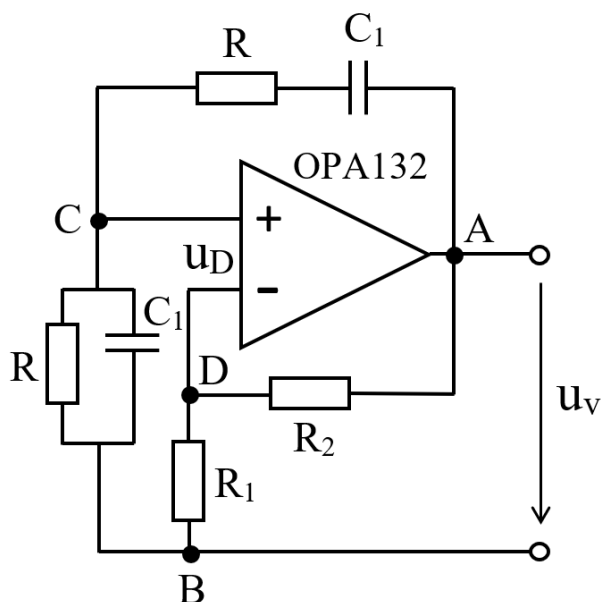
$$T = \tau \cdot \ln 3 = 1,1 \cdot R_3 \cdot C_1 \quad (2.18)$$

a pro frekvenci kmitů [1]:

$$f = \frac{1}{2 \cdot T} \quad (2.19)$$

2.3.2 Wienův oscilátor

Nejjednodušším generátorem sinusového napětí je oscilátor s Wienovým můstkem v operační síti OZ, který můžeme vidět na Obr č. 2.11.



Obr č. 2.11 Wienův oscilátor s OZ

Wienův můstek je mezi body A a B napájen výstupním napětím u_v OZ a jeho výstupní napětí u_D mezi body C a D se přivádí mezi vstupy zesilovače. Mezi body A a B můstku jsou zapojeny dvě paralelní větve, a to frekvenčně závislá větev, tvořená sériovou a paralelní kombinací rezistorů R a kondenzátorů C_1 , a frekvenčně nezávislá větev, sestavená z rezistorů R_2 a R_1 . Frekvenčně závislá větev zajišťuje kladnou zpětnou vazbu do neinvertujícího vstupu zesilovače činitelem, který je dán vztahem:

$$\bar{\beta} = \frac{\bar{Z}_4}{\bar{Z}_3 + \bar{Z}_4} \quad (2.20)$$

kde impedance Z_3 je impedance sériové kombinace R , C_1 a vypočítá se pomocí vztahu:

$$\bar{Z}_3 = R - j \cdot \frac{1}{\omega \cdot C_1} \quad (2.21)$$

a Z_4 je impedance paralelní kombinace R , C_1 a vypočítá se pomocí vztahu:

$$\bar{Z}_4 = \frac{R}{1 + j \cdot \omega \cdot R \cdot C_1} \quad (2.22)$$

Zpětnovazební činitel β je frekvenčně závislý a matematicky lze odvodit, že při frekvenci:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C_1} \quad (2.23)$$

nabývá jeho modul maximální hodnoty $\beta = 1/3$. Při frekvenci f_0 mají impedance Z_3 a Z_4 stejný fázový úhel a zpětnovazební napětí na neinvertujícím vstupu je ve fázi s výstupním napětím u_v operačního zesilovače. Tím je splněna fázová podmínka pro vznik trvalých oscilací [3].

Aby byl Wienův můstek při frekvenci f_0 vyvážený, musí být splněna podmínka:

$$\frac{\bar{Z}_4}{\bar{Z}_3 + \bar{Z}_4} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{3} \quad (2.24)$$

$$3 \cdot R_1 = R_1 + R_2 \quad (2.25)$$

$$R_2 = 2 \cdot R_1 \quad (2.26)$$

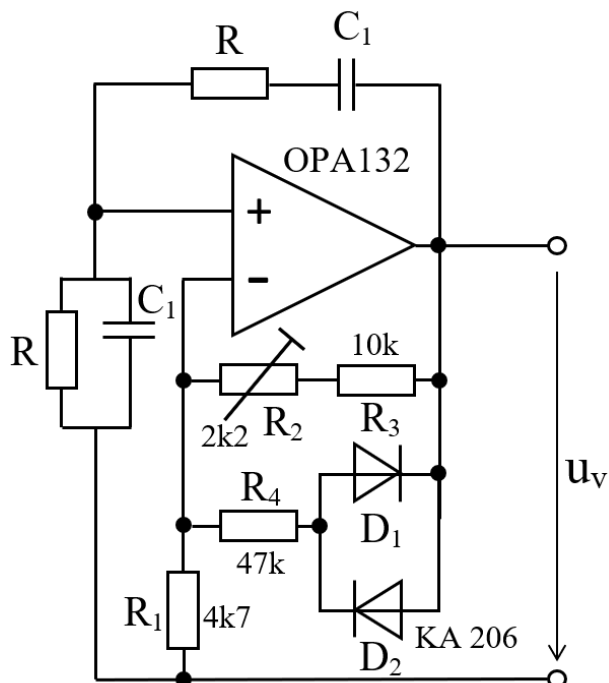
Odpory rezistorů R_1 a R_2 určují zesílení operačního zesilovače v neinvertujícím zapojení, které je dáno vztahem:

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 3 \quad (2.27)$$

Celkové zesílení otevřené smyčky je $A \cdot \beta = 1$. Při zesílení $A \cdot \beta = 1$ mají oscilace konstantní amplitudu, při $A \cdot \beta > 1$ se amplituda oscilací zvětšuje, až dosáhne maximálního výstupního napětí zesilovače. Při $A \cdot \beta < 1$ se amplituda oscilací zmenšuje až do jejich zániku.

Generování sinusových kmitů konstantní amplitudou vyžaduje přesně nastavený a stálý přenos operačního zesilovače, daný poměrem R_2/R_1 , což lze obtížně zajistit. Proto se v generátorech tohoto typu používají obvody pro automatické řízení zesílení. Počáteční přenos zesilovače se zvolí nepatrně větší než 3, aby obvod zaručeně kmital a aby na vstupu operačního zesilovače bylo napětí $u_D \neq 0$. Dosáhne-li amplituda výstupního napětí u_v požadované úrovně, obvod automatického řízení zesílení začne zmenšovat přenos zesilovače, zvětšování amplitudy sinusového signálu se zastaví a napětí u_D se rovná nule.

Ke stabilizaci amplitudy generovaných kmitů je možno použít žárovku nebo termistor. Žárovka reaguje na růst amplitudy kmitů růstem odporu vlákna, odpor termistoru naopak při zvětšování amplitudy klesá. Žárovku nebo termistor zapojujeme místo rezistoru R_1 , resp. R_2 tak, aby při vzrůstu amplitudy výstupního napětí zesílení zesilovače klesalo a naopak.

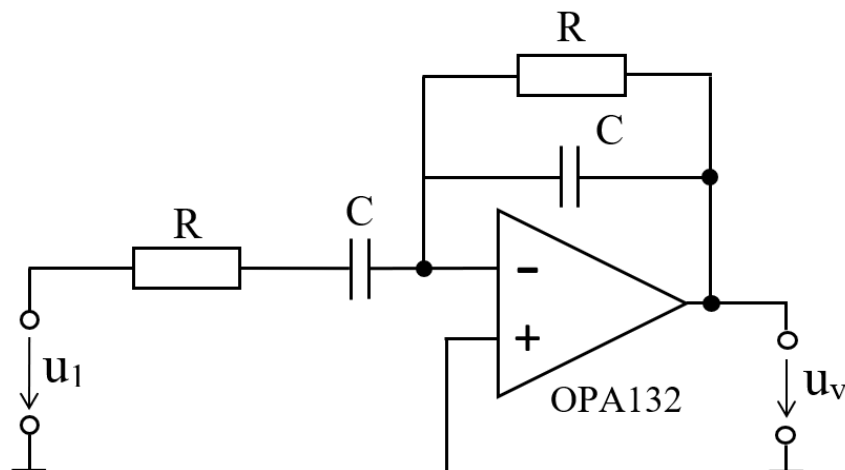


Obr. č. 2.12 Wienův oscilátor s automatickým řízením zesílení

Na Obr. č. 2.12 je sinusový generátor s Wienovým článkem, využívající k automatickému řízení zesílení (a tím ke stabilizaci amplitudy generovaných kmitů) dvě proti sobě zapojené diody ve zpětnovazební větvi operačního zesilovače. Odpor ve zpětné vazbě se nastaví trimrem R_2 tak, aby obvod zaručeně kmital. Zvětšuje-li se amplituda výstupního napětí u_v , zvětšuje se proud procházející příslušnou diodou v propustném směru a odpor se zmenšuje. Tím se výsledný odpor ve zpětné vazbě mezi výstupem a invertujícím vstupem OZ zmenšuje, záporná zpětná vazba se zvětšuje a zesílení zesilovače klesá. Podobně pracuje obvod, jestliže amplituda výstupního napětí vlivem malého přenosu $A \cdot \beta$ klesá [3].

2.3.3 Aktivní pásmová propust

Aktivní pásmové propusti propouštějí harmonické složky signálu v okolí určité kritické frekvence f_k , a oproti pasivním propustím mohou přenášený signál v určitém frekvenčním intervalu i zesílit. Velkou předností aktivní pásmové propusti je, že její výstupní napětí prakticky nezávisí na připojené zátěži. Jednoduchou aktivní pásmovou propust můžeme vidět na Obr. č. 2.13.



Obr. č. 2.13 Aktivní pásmová propust

Odvozením získáme vztah pro zesílení:

$$\bar{A}_u = \frac{\bar{U}_V}{\bar{U}_1} = -\frac{\bar{Z}_2}{\bar{Z}_1} = \frac{-\frac{1}{2}}{1 + j \cdot \frac{1}{2} \cdot \left(\omega \cdot R \cdot C - \frac{1}{\omega \cdot R \cdot C} \right)} \quad (2.28)$$

kde impedance Z_1 je impedance sériové kombinace R, C a vypočítá se pomocí vztahu:

$$\bar{Z}_1 = R + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C} \quad (2.29)$$

a Z_2 je impedance paralelní kombinace R, C a vypočítá se pomocí vztahu:

$$\bar{Z}_2 = \frac{\frac{R}{j \cdot \omega \cdot C}}{R + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C}} \quad (2.30)$$

Zavedením kritické úhlové frekvence $\omega_k = \frac{1}{R \cdot C}$, kritické frekvence $f_k = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$ a činitele jakosti $Q = \frac{1}{2}$ dostaneme vztah:

$$\bar{A}_u = \frac{-\frac{1}{2}}{1 + j \cdot \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{f}{f_k} - \frac{f_k}{f} \right)} = \frac{-A_{u\max}}{1 + j \cdot Q \cdot \left(\frac{f}{f_k} - \frac{f_k}{f} \right)} \quad (2.31)$$

Absolutní hodnotu napět'ového přenosu určíme ze vztahu:

$$A_u = \frac{A_{u\max}}{\sqrt{1 + Q^2 \cdot \left(\frac{f}{f_k} - \frac{f_k}{f} \right)^2}} \quad (2.32)$$

Fázové posunutí určíme ze vztahu:

$$\varphi = \arctg \left[Q \cdot \left(\frac{f}{f_k} - \frac{f_k}{f} \right) \right] \quad (2.33)$$

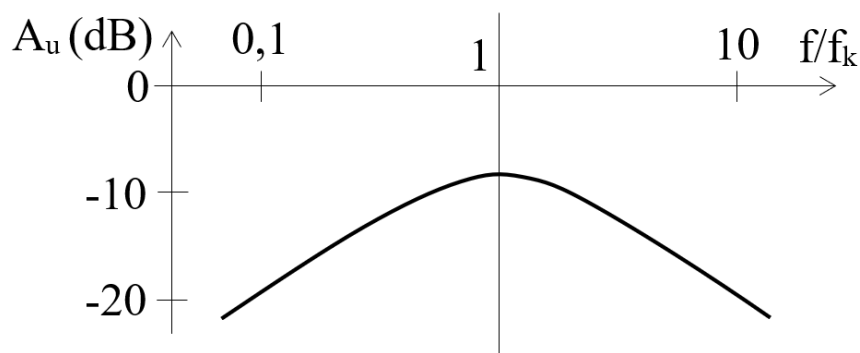
Mezní frekvence pásmové propusti f_{m1} , f_{m2} jsou určeny poklesem absolutní hodnoty napětového přenosu na $\frac{A_{umax}}{\sqrt{2}}$. To nastává, když $Q \cdot \left(\frac{f}{f_k} - \frac{f_k}{f} \right) = \pm 1$.

Rozdíl $\Delta f = f_{m2} - f_{m1}$ se nazývá šířka pásma. Platí, že:

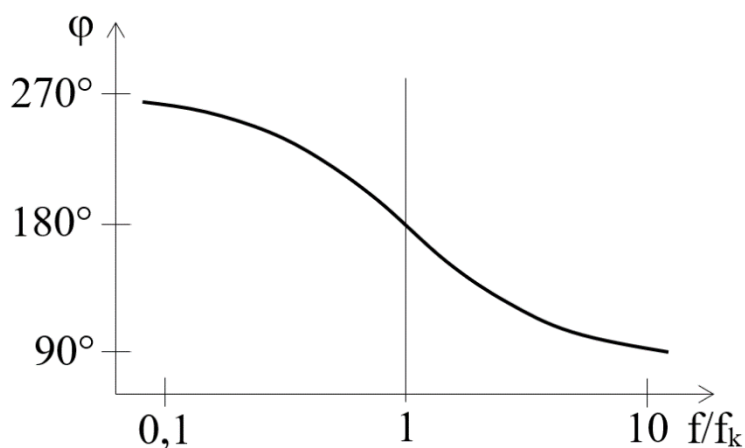
$$\Delta f = \frac{f_k}{Q} \quad (2.34)$$

Pásmová propust zapojená podle Obr. č. 2.16 má poměrně velkou šířku pásma $\Delta f = 2f_k$. Říkáme, že má malou selektivitu [4].

Výstupní průběhy aktivní pásmové propusti můžeme vidět na Obr. č. 2.14 a Obr. č. 2.15.



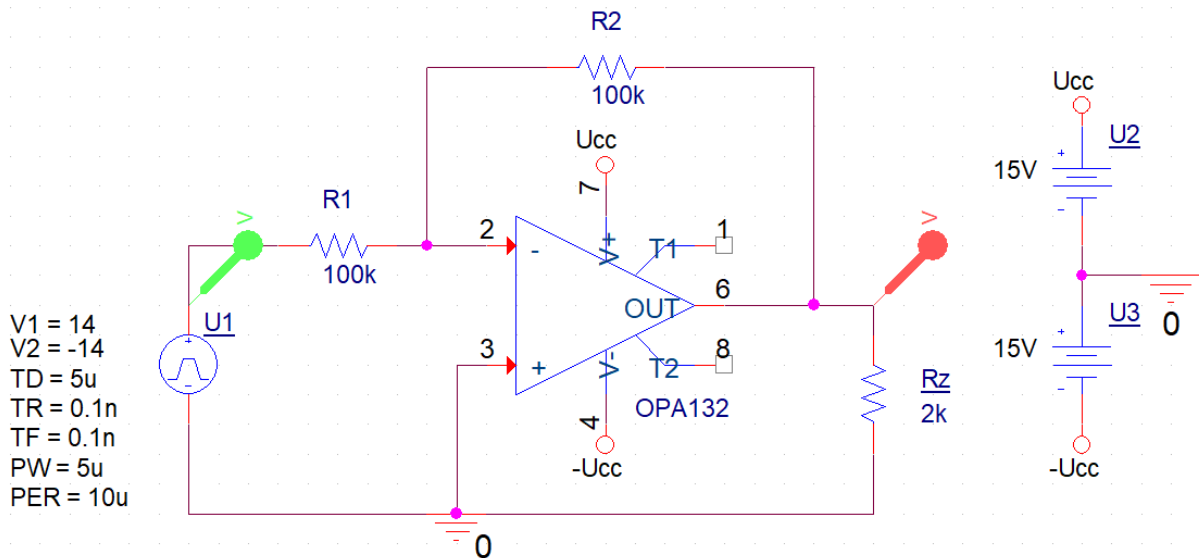
Obr. č. 2.14 Frekvenční charakteristika zesílení aktivní pásmové propusti



Obr. č. 2.15 Frekvenční fázová charakteristika aktivní pásmové propusti

3. Simulace obvodů pomocí programu OrCAD

3.1 Simulace rychlosti přeběhu S



Obr. č. 3.1 Simulační schéma zapojení OZ pro měření rychlosti přeběhu S

Před simulací je potřeba určit si hodnoty odporů a zdrojů. Protože chci na konci simulace porovnat výsledky s datasheetem, rozhodl jsem se použít hodnoty, které byly použity při měření rychlosti přeběhu v datasheetu. Těmi hodnotami jsou napájecí napětí $U_{CC} = \pm 15 \text{ V}$, zatěžovací odpor $R_Z = 2 \text{ k}\Omega$ a zesílení $A = 1$ (v mém případě -1).

Hodnoty odporů R_1 a R_2 určíme ze vztahu pro zesílení A :

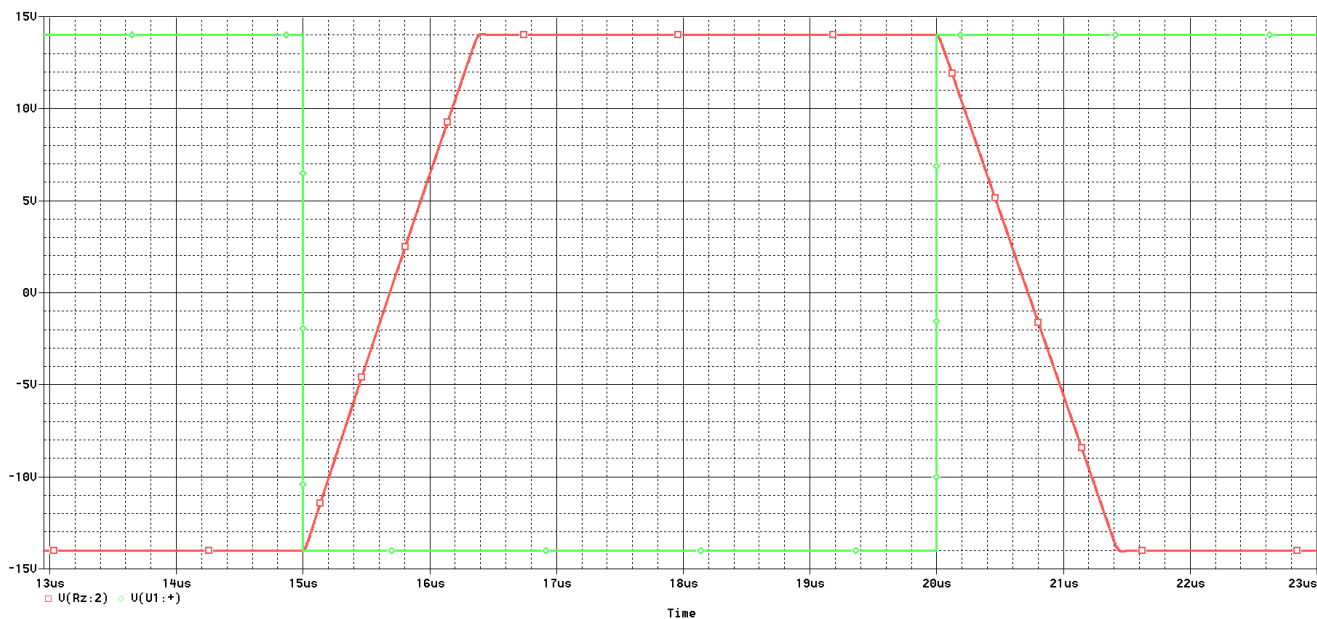
$$A = -\frac{R_2}{R_1} \quad (3.1)$$

Protože zesílení musí být rovno -1, dosazením do vzorce 3.1 dostaneme, že:

$$\frac{R_2}{R_1} = 1 \quad (3.2)$$

Znamená to, že hodnoty rezistorů R_1 a R_2 mohou být jakékoliv, ale musí se sobě rovnat. Zvolil jsem si proto $R_1 = R_2 = 100 \text{ k}\Omega$.

Poslední věc, která mi zbývá určit, je signál vstupního napětí. Pokud bude vstupní napětí větší nebo rovno napájecímu napětí, bude na výstupu vznikat mírná prodleva. Proto jsem se rozhodl zvolit amplitudu vstupního signálu o 1 V nižší, než je napájecí napětí a to $U_1 = \pm 14 \text{ V}$. A protože rychlost přeběhu vychází ve $\text{V}/\mu\text{s}$, zvolil jsem si periodu vstupního signálu $10 \mu\text{s}$ pro přesný odečet a střidu 50 % pro obdelníkový signál.



Obr. č. 3.2 Odezva výstupního napětí OZ na vstupní napěťový skok

Z Obr. č. 3.2 jsem pomocí kurzorů odečetl hodnoty napětí a časů a zaznamenal je do Tab. č. 3.1.

Tab. č. 3.1 Hodnoty napětí a časů rostoucích a sestupných hran

	S ₊	S ₋
u ₁ (V)	-9,999	10,132
u ₂ (V)	10,074	-10,053
t ₁ (μs)	15,205	20,211
t ₂ (μs)	16,181	21,226

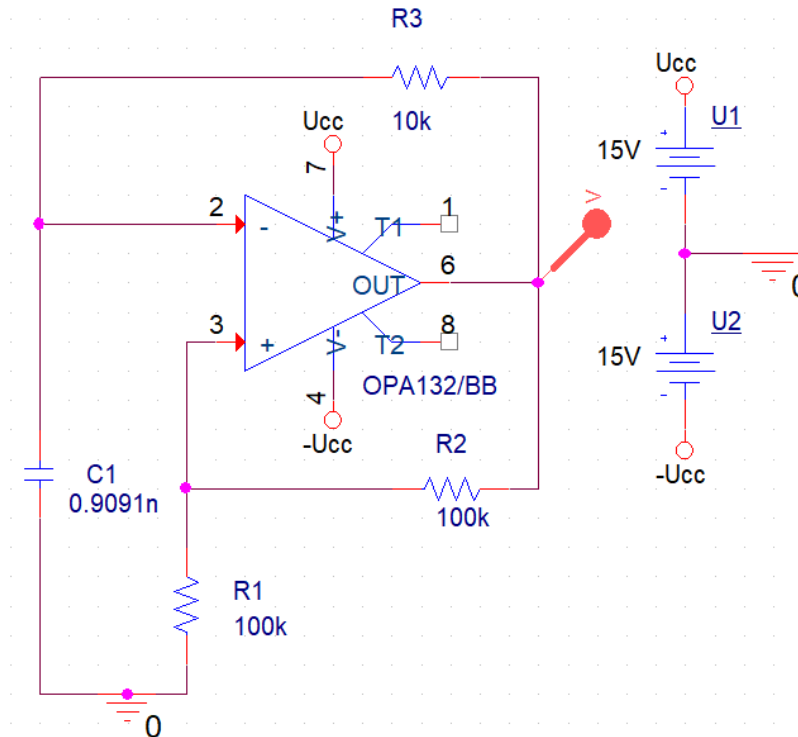
Z hodnot v Tab. č. 3.1 jsem vypočítal rychlost přeběhu S₊ a S₋:

$$S_+ = \frac{\Delta u}{\Delta t} = \frac{u_2 - u_1}{t_2 - t_1} = \frac{10,074 - -9,999}{16,181 - 15,205} = \frac{20,073}{0,976} \approx 20,073 \text{ V}/\mu\text{s} \quad (3.3)$$

$$S_- = \frac{\Delta u}{\Delta t} = \frac{u_1 - u_2}{t_2 - t_1} = \frac{10,132 - -10,053}{21,226 - 20,211} = \frac{20,185}{1,015} \approx 20,185 \text{ V}/\mu\text{s} \quad (3.4)$$

Rychlost přeběhu S je ta menší z hodnot S₊ a S₋, a v mém případě se S = 20,073 V/μs. Rychlost přeběhu z datasheetu S je 20 V/μs. To znamená, že nasimulovaná a skutečná rychlost přeběhu se od sebe liší o pouhých 73 mV/μs.

3.2 Simulace astabilního klopného obvodu



Obr. č. 3.3 Simulační schéma astabilního klopného obvodu s OZ

Před simulací je potřeba si určit hodnoty odporů a kondenzátoru. Pokud bude $R_1 = R_2$, bude pro dobu kyvu platit snadný vzorec:

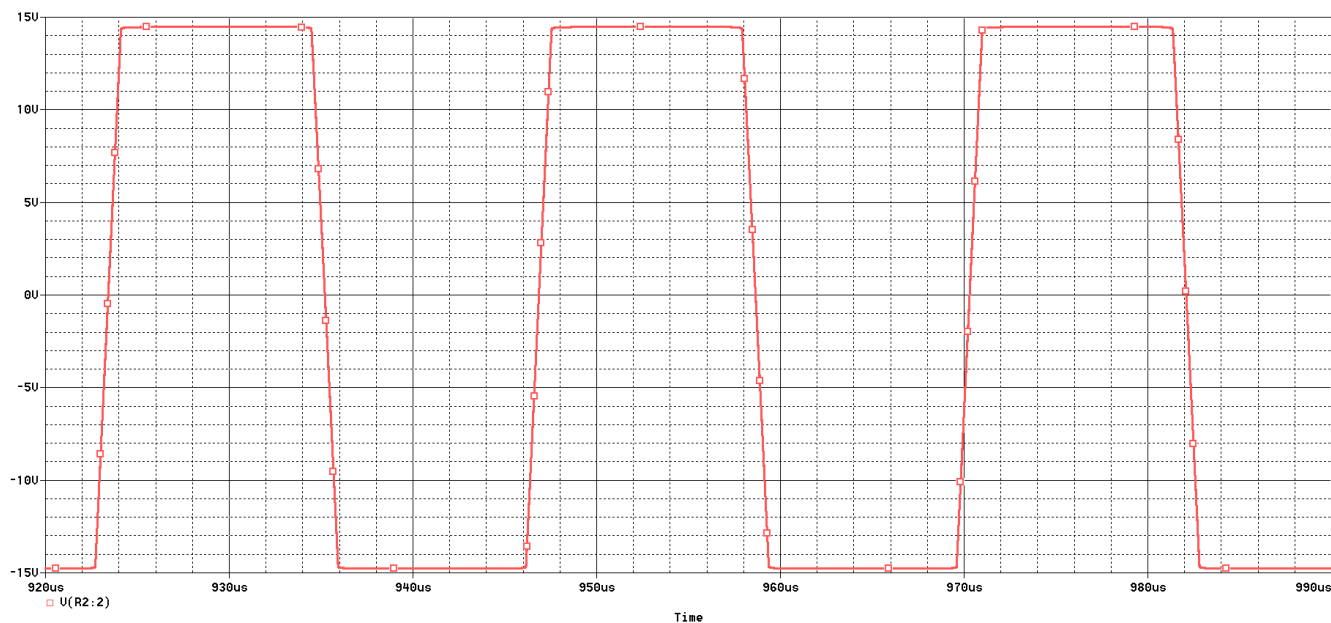
$$T = 1,1 \cdot R_3 \cdot C_1 \quad (3.5)$$

Z tohoto důvodu jsem si určil $R_1 = R_2 = 100 \text{ k}\Omega$. Dále je potřeba určit hodnotu odporu R_3 a kondenzátoru C_1 . Vzhledem k tomu, že chci, aby výstupní napětí OZ mělo frekvenci 50 kHz a odpor R_3 byl 10 k Ω , si mohu ze vztahu pro frekvenci kmitů vyjádřit velikost kondenzátoru C_1 :

$$C_1 = \frac{1}{2 \cdot 1,1 \cdot R_3 \cdot f} = \frac{1}{2 \cdot 1,1 \cdot 10000 \cdot 50000} = 0,9091 \text{ nF} \quad (3.6)$$

Nyní mohu vypočítat dobu kyvu:

$$T = 1,1 \cdot R_3 \cdot C_1 = 1,1 \cdot 10000 \cdot 0,9091 \cdot 10^{-9} = 10 \text{ us} = \frac{1}{2 \cdot f} \quad (3.7)$$



Obr. č. 3.4 Průběh výstupního napětí OZ

Z Obr. č. 3.4 jsem pomocí kurzorů odečetl hodnoty napětí a doby kyvu a zaznamenal je do Tab. č. 3.2

Tab. č. 3.2 Hodnoty saturačních napětí a doby kyvu

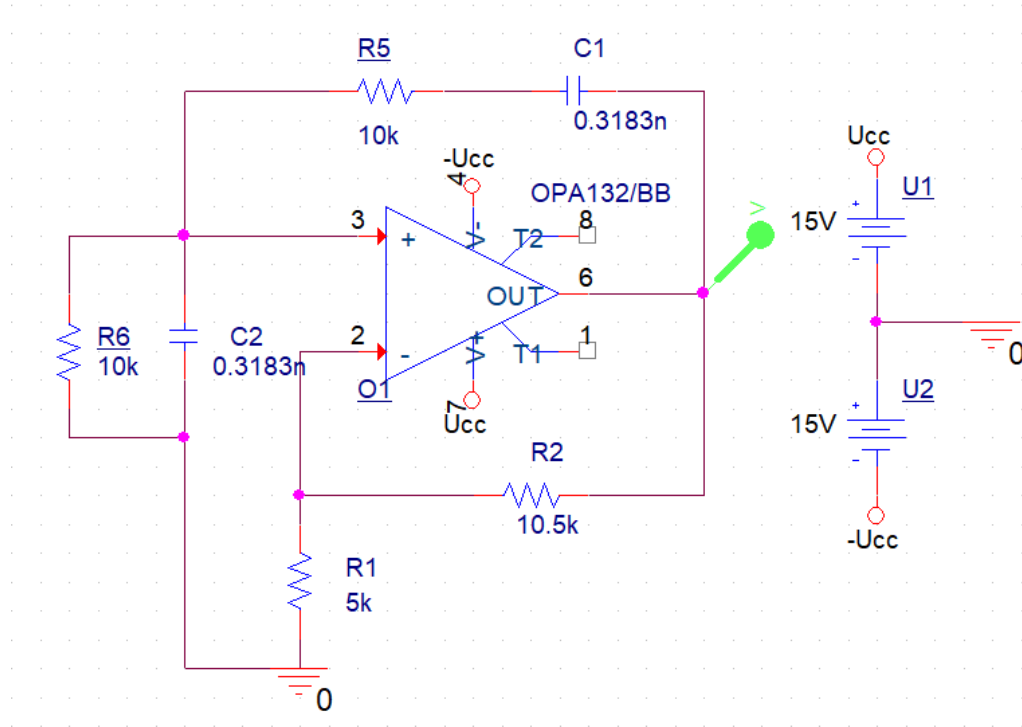
U_{SAT+} (V)	U_{SAT-} (V)	T (μ s)
14,473	-14,774	11,713

Výstup OZ se má překlápět na hodnoty saturačních napětí U_{SAT+} a U_{SAT-} , které mají být o něco málo nižší, než je napájecí napětí OZ, což odpovídá nasimulovaným výsledkům. Z Tab. č. 3.2 jsem pomocí hodnoty doby kyvu T vypočítal frekvenci kmitů:

$$f = \frac{1}{2 \cdot T} = \frac{1}{2 \cdot 11,713 \cdot 10^{-6}} = 42\,688\,Hz \quad (3.8)$$

Nasimulovaná a zvolená frekvence se od sebe liší o 7312 Hz. To je způsobeno rychlostí přeběhu zesilovače.

3.3 Simulace Wienova oscilátoru



Obr. č. 3.5 Simulační schéma Wienova oscilátoru

Pro možnost realizace v laboratořích jsem se rozhodl zapojit a nasimulovat nejjednodušší Wienův oscilátor.

Před simulací si musím určit dvě věci:

1. Hodnotu rezistorů R_5 , R_6 a kondenzátorů C_1 , C_2 RC článků
2. Hodnotu rezistorů R_1 a R_2

Aby byla splněna fázová podmínka pro vznik trvalých oscilací, musí mít oba RC články stejný fázový úhel a zpětnovazební napětí na neinvertujícím vstupu musí být ve fázi s výstupním napětím OZ. Oba RC články budou mít stejný fázový úhel, pokud $R_5 = R_6$ a $C_1 = C_2$ a zpětnovazební napětí na neinvertujícím vstupu bude ve fázi s výstupním napětím OZ při frekvenci f_0 , kterou lze vypočítat jako:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_5 \cdot C_1} \quad (3.9)$$

Pokud budu chtít mít na výstupu zesilovače frekvenci 50 kHz a odpor $R_5 = 10 \text{ k}\Omega = R_6$, mohu si ze vzorce pro frekvenci f_0 vyjádřit vztah pro kondenzátor C_1 :

$$C_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_5 \cdot f_0} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^3} = 0,3183 \text{ nF} = C_2 \quad (3.10)$$

Aby byl Wienův můstek při frekvenci f_0 vyvážený, musí platit:

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 3 \quad (3.11)$$

To znamená, že:

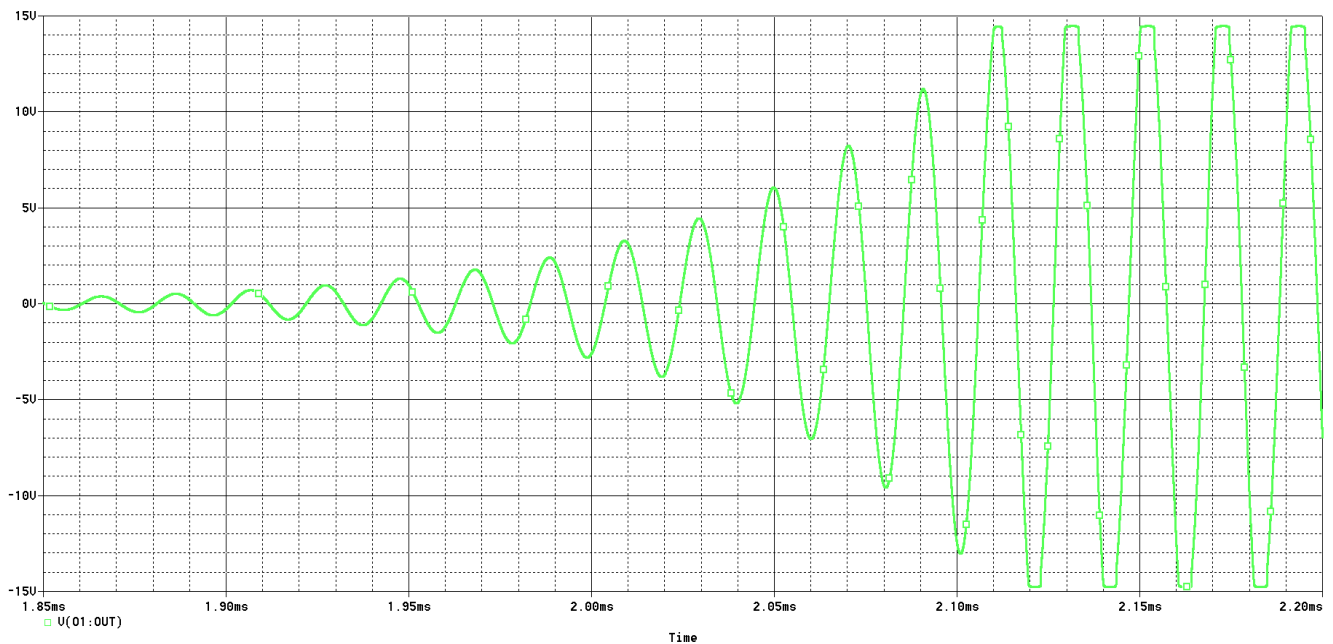
$$\frac{R_2}{R_1} = 2 \quad (3.12)$$

Odpor R_1 jsem si určil $5 \text{ k}\Omega$. Dosazením odporu do vzorce 3.12 mi vyjde hodnota odporu R_2 :

$$R_2 = 2 \cdot R_1 = 2 \cdot 5 \cdot 10^3 = 10 \text{ k}\Omega \quad (3.13)$$

Odpor R_2 mi vyšel $10 \text{ k}\Omega$, ale protože chci, aby Wienův oscilátor zaručeně kmital, rozhodl jsem se použít hodnotu odporu $R_2 = 10,5 \text{ k}\Omega$. Pokud by byl poměr odporů roven 2 a zesílení rovno 3, mohlo by se stát, že se oscilátor rozkmitá za strašně dlouhou dobu nebo dokonce vůbec.

Na Obr. č. 3.6 je zobrazen průběh výstupního napětí Wienova oscilátoru.



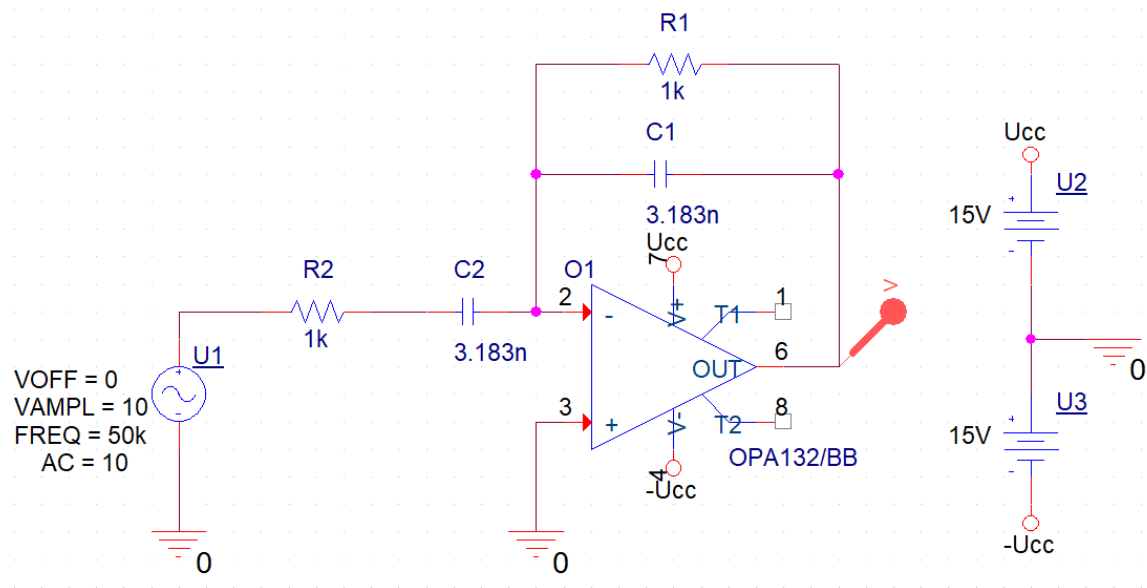
Obr. č. 3.6 Průběh výstupního napětí Wienova oscilátoru

Z Obr. č. 3.6 jsem odečetl hodnotu periody $T = 20,7 \mu\text{s}$ a vypočítal frekvenci:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{20,7 \cdot 10^{-6}} = 48309 \text{ Hz} \quad (3.14)$$

Vypočítaná a zvolená frekvence se od sebe liší o 1691 Hz . To mohlo být způsobeno nepřesným výpočtem hodnot RC článků a odečtem z grafu.

3.4 Simulace aktivní pásmové propusti



Obr. č. 3.7 Simulační schéma aktivní pásmové propusti

Před simulací je potřeba si zvolit hodnoty odporů R_1 , R_2 a kondenzátorů C_1 , C_2 . Víme, že $R_1 = R_2$ a $C_1 = C_2$. Pokud si zvolím kritickou frekvenci pásmové propusti $f_k = 50 \text{ kHz}$ a odpor $R_1 = 1 \text{ k}\Omega = R_2$, mohu ze vztahu pro kritickou frekvenci vyjádřit hodnotu kondenzátoru C_1 :

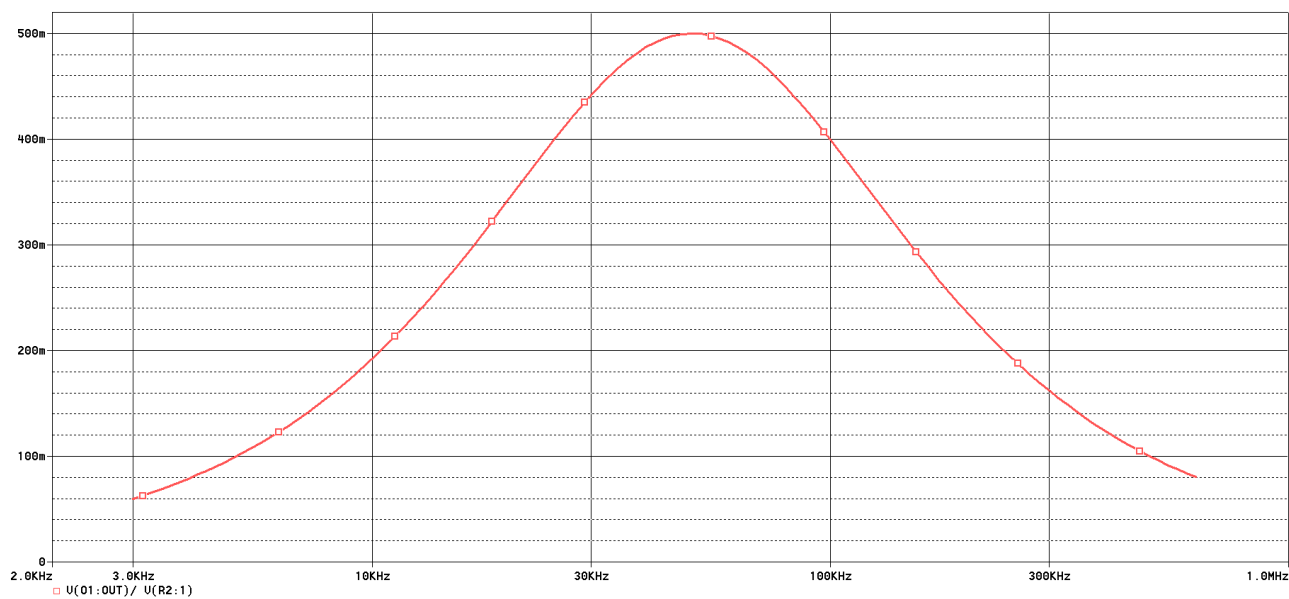
$$C_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot f_k} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^3} = 3,183 \text{ nF} = C_2 \quad (3.15)$$

Pro snadnější výpočty si zvolím činitel jakosti $Q = 0,5$. Dále jsem si zvolil amplitudu vstupního signálu $U_1 = 10 \text{ V}$.

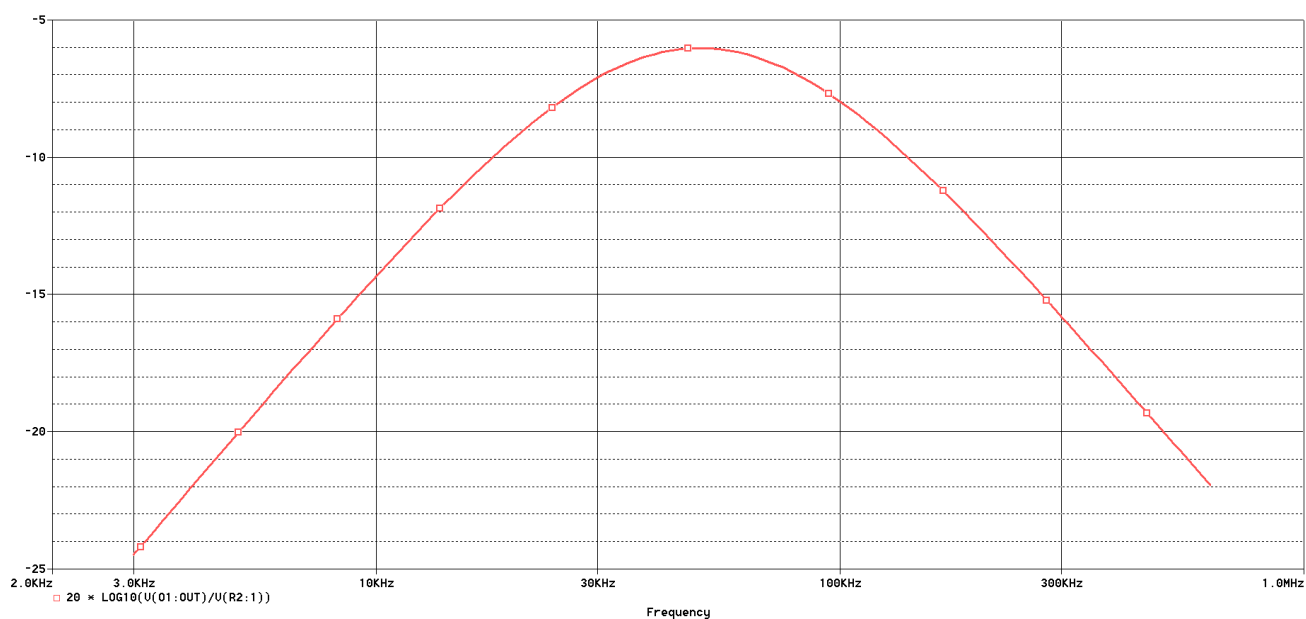
Na Obr. č. 3.8 a 3.9 můžeme vidět průběhy napětového zesílení aktivní pásmové propusti. Z obrázků jsem odečetl hodnoty napětových zesílení při kritické frekvenci $f_k = 50 \text{ kHz}$ a zaznamenal je do tabulky Tab. č. 3.3

Tab. č. 3.3 Hodnoty napětových zesílení při kritické frekvenci f_k

$f_k \text{ (kHz)}$	$A_u \text{ (-)}$	$A_{u(\text{dB})} \text{ (dB)}$
50	0,5	-6,02



Obr. č. 3.8 Frekvenční charakteristika napětového zesílení A_u



Obr. č. 3.9 Frekvenční charakteristika napětového zesílení A_u v decibelech

Pro absolutní hodnotu napětového zesílení platí vztah:

$$A_u = \frac{A_{u\max}}{\sqrt{1 + Q^2 \cdot \left(\frac{f}{f_k} - \frac{f_k}{f}\right)^2}} \quad (3.16)$$

A při kritické frekvenci $f_k = 50$ kHz a maximálním napětovém zesílení $A_{u\max} = 0,5$ vyjde:

$$A_u = \frac{A_{u\max}}{\sqrt{1 + Q^2 \cdot \left(\frac{f}{f_k} - \frac{f_k}{f}\right)^2}} = \frac{0,5}{\sqrt{1 + 0,5^2 \cdot \left(\frac{50}{50} - \frac{50}{50}\right)^2}} = 0,5 \quad (3.17)$$

Vypočítaná a nasimulovaná hodnota napět'ového zesílení A_u je stejná.

Pro hodnotu napět'ového zesílení $A_{u(dB)}$ v dB platí vztah:

$$A_{u(dB)} = 20 \cdot \log(A_u) = 20 \cdot \log(0,5) = -6,02 \text{ dB} \quad (3.18)$$

Vypočítaná a nasimulovaná hodnota napět'ového zesílení $A_{u(dB)}$ v dB je také stejná.

Mezní frekvence pásmové propusti f_{m1} , f_{m2} jsou určeny poklesem absolutní hodnoty napět'ového zesílení na $\frac{A_{u_{max}}}{\sqrt{2}} = \frac{0,5}{\sqrt{2}} = 0,3536$. Z Obr. č. 3.8 jsem určil hodnoty mezních frekvencí f_{m1} a f_{m2} a zaznamenal je do tabulky Tab. č. 3.4.

Tab. č. 3.4 Hodnoty mezních frekvencí

f_{m1} (kHz)	f_{m2} (kHz)
20,718	120,254

Díky hodnotám mezních frekvencí mohu vypočítat šířku pásma:

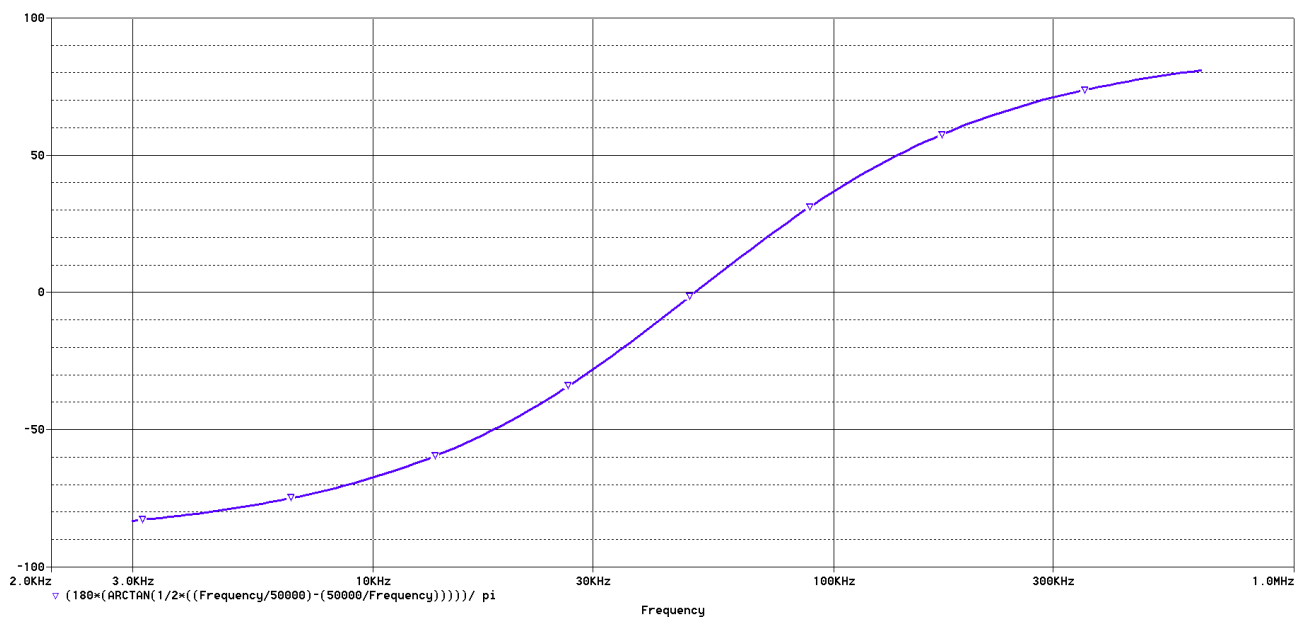
$$\Delta f = f_{m2} - f_{m1} = 120254 - 20718 = 99536 \text{ Hz} \quad (3.19)$$

Šířku pásma lze také vypočítat pomocí vzorce:

$$\Delta f = \frac{f_k}{Q} = \frac{50000}{0,5} = 100 \text{ kHz} \quad (3.20)$$

Vidím, že obě vypočítané šířky pásma se od sebe liší o pouhých 464 Hz.

Na Obr. č. 3.10 je zobrazena fázová frekvenční charakteristika pásmové propusti.



Obr. č. 3.10 Fázová frekvenční charakteristika aktivní pásmové propusti

Z Obr. č. 3.10 jsem odečetl hodnoty fázového posuvu a zaznamenal je to Tab. č. 3.5.

Tab č. 3.5 Hodnoty nasimulovaných a vypočtených fázových posuvů pro dané frekvence

f (kHz)	φ (°)	φ_{vyp} (°)
9,99	-67,4	-67,38
50,078	0	0,09
200,199	61,95	61,95

Výsledky mohou ověřit pomocí vzorce pro fázový posuv:

$$\varphi_{\text{vyp}} = \arctg \left[Q \cdot \left(\frac{f}{f_k} - \frac{f_k}{f} \right) \right] \quad (3.21)$$

Nasimulované a vypočítané hodnoty fázových posuvů jsou stejné.

Závěr

Cílem mé práce bylo rozebrat možnosti použití modulu operačního zesilovače OPA132 ve střídavých aplikacích a vytvořit vzorové protokoly pro budoucí měření v laboratořích. Při psaní této bakalářské práce jsem porozuměl základním vlastnostem operačních zesilovačů a jejich zapojení. V práci jsem uvedl základní vlastnosti operačních zesilovačů a jejich parametry. Uvedl jsem omezení operačního zesilovače OPA132 a vysvětlil jeho rychlost přeběhu. V další části jsem se zabýval střídavými aplikacemi operačních zesilovačů a uvedl tři základní zapojení, ke kterým jsem napsal vzorce pro výpočet parametrů a návrh daných zapojení. Ke každému zapojení jsem také nakreslil charakteristiky pro možnost porovnání při budoucí simulaci. V následující části jsem provedl návrh každého zapojení uvedeného v předchozí části a vypočítal jsem hodnoty parametrů nutné pro možnost zapojení. V simulačním programu OrCAD jsem provedl zapojení střídavých aplikací a změřil jejich charakteristiky, které jsem ověřil s teorií. V poslední části jsem pomocí předchozích návrhů a simulací zapojení vypracoval vzorové protokoly pro budoucí laboratorní měření. Protokoly obsahují návody, které by měli pomoci při jejich měření a samotném vypracování daných protokolů.

Použitá literatura

- [1] Operační zesilovače [online]. [cit. 2020-03-25]. Dostupné z: <https://is.muni.cz/el/1441/jaro2007/Fy2BP_ENKA/um/OZEEL11.pdf>
- [2] KUFNER, Josef. Měření základních vlastností OZ [online]. [cit. 2020-03-25]. Dostupné z: <https://josef.kufner.cz/ostatni/skola/spse_v_uzlabine/EM4-05-zadani.pdf>
- [3] BENEŠOVÁ, Karolína. Generátory měřících signálů [online]. poslední revize 2016 [cit. 2020-03-25]. Dostupné z: <<https://docplayer.cz/10048784-Generatory-mericiho-signalu.html>>
- [4] ŠEDIVÝ, Přemysl. Pokusy s operačními zesilovači [cit. 2020-03-25]. Dostupné z: <<http://fyzikalniolympiada.cz/texty/opzes.pdf>>

Seznam příloh

Příloha v IS EDISON – Vzorové protokoly